

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-268805

(43)Date of publication of application : 24.09.1992

(51)Int.Cl.

H03F 3/68
H03F 3/60

(21)Application number : 03-028786

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 22.02.1991

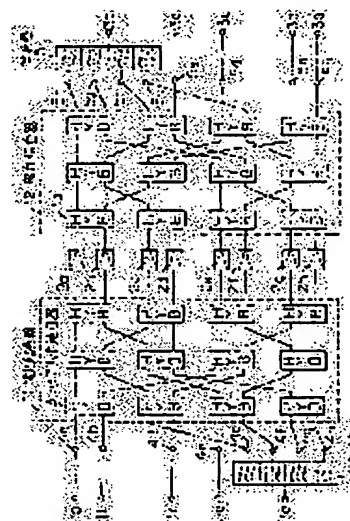
(72)Inventor : YAMAMOTO KAZUICHI
TANAKA MASAYOSHI

(54) POWER AMPLIFIER

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce the quantity of cross modulation distortion to fall in to each channel even in the case that the number of input signals is centralized to a specified signal input terminal.

CONSTITUTION: The transmission band of a signal inputted from the signal input terminal 1c is divided into four parts by a demultiplexer 14, and these four outputs are inputted respectively to four input terminals 4c, 4f, 4g, 4h of a power supplier 11 consisting of a 90° -hybrid coupler 13, and each signal is divided into eight parts equally in its level, which are amplified respectively by eight amplifiers 2a to 2h. Each output of the amplifiers 2a to 2h is synthesized by a power coupler 12, and the signals corresponding to the signals of the input terminals 4c, 4f, 4g, 4h are obtained at output terminals 5c, 5f, 5g, 5h, and these are synthesized as one band signal by a multiplexer 15.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平4-268805

(43) 公開日 平成4年(1992)9月24日

(51) Int. Cl.⁵

H 0 3 F 3/68
3/60

識別記号

B 7328-5 J
8836-5 J

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数1(全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平3-28786

(22) 出願日 平成3年(1991)2月22日

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号

(72) 発明者 山本 員市

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 田中 將義

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

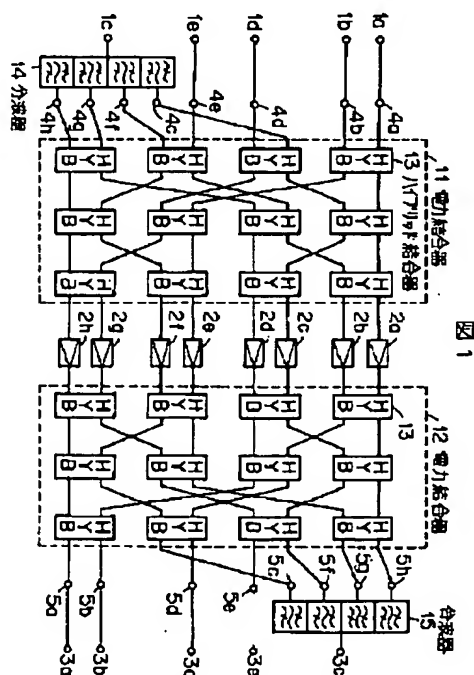
(74) 代理人 弁理士 草野 卓

(54) 【発明の名称】 電力増幅器

(57) 【要約】

【目的】 特定の信号入力端子に入力信号数が集中した場合でも、各チャネルに落ち込む混変調歪量を小さくする。

【構成】 信号入力端子1cより入力された信号の伝送帯域が分波器14で4つに分割され、その4つの出力は90°ハイブリッド結合器13よりなる電力結合器11の4つの入力端子4c、4f、4g、4hにそれぞれ入力され、それぞれ各信号はそのレベルが8等分されて、8個の増幅器2a~2hでそれぞれ増幅され、増幅器2a~2hの各出力は電力結合器12で合成されて、入力端子4c、4f、4g、4hの信号と対応した信号がそれぞれ出力端子5c、5f、5g、5hに得られ、これらは合波器15で1つの帯域信号として合成される。



1

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】 $M1$ 個 ($M1 \leq N$, $N = 2^n$) の信号入力端子、及び、 N 個の信号出力端子を有する第1電力結合器と、この第1電力結合器の N 個の信号出力端子にそれぞれ接続される N 個の増幅器と、これらの N 個の増幅器の出力端子にそれぞれ接続される N 個の信号入力端子及び $M2$ 個 ($M2 \leq N$) の信号出力端子を有する第2電力結合器を備え、2入力端子“a”、“b”及び2出力端子“a”、“b”を有するハイブリッド結合器〔a, b〕の標記により特定するものとすると、上記第1、及び第2電力結合器はそれぞれ $N/2$ 個のハイブリッド結合器を並列に配列したものが n 段縦続的に配され、その1段目のハイブリッド結合器の入出力端子に対しては $[2k, 2k+1]$ ($k=0, 1, \dots, 2^{n-1}-1$) の番号を付し、2段目のハイブリッド結合器の入出力端子に対しては $[4k_1+k_2, 4k_1+k_2+2]$ ($k_1=0, 1, \dots, 2^{n-2}-1, k_2=0, 1$) の番号を付し、1段目のハイブリッド結合器の入出力端子に対しては $[2^i k_1+k_2, 2^i k_1+k_2+2^{i-1}]$ ($k_1=0, 1, \dots, 2^{n-i}-1, k_2=0, 1, \dots, 2^{i-1}-1$) の入出力端子番号を付し、同様に順次 n 段目のハイブリッド結合器まで入出力端子に番号を付した時、任意の順序で段間の各々対応する番号の後段入力端子及び前段出力端子が接続され、1段目のハイブリッド結合器の入力端子及び n 段目のハイブリッド結合器の出力端子がそれぞれ電力結合器の信号入力端子、信号出力端子とされている電力増幅器において、伝送帯域を2以上の M 個 ($M < M1$) のサブ帯域に分ける分波器と、 M 個のサブ帯域を合成して伝送帯域とする合波器とを備え、上記分波器の M 個の出力端子は上記第1電力結合器の $M1$ 個の入力端子の内 M 個の端子にそれぞれ接続され、その M 個の入力端子に対応した、上記第2電力結合器の M 個の出力端子と上記合波器の M 個の入力端子が接続され、上記分波器の入力端子及びその分波器の出力端子が接続されない上記第1電力結合器の ($M1-M$) 個の入力端子を信号入力端子とし、上記合波器の出力端子及びその合波器の入力端子が接続されない上記第1電力結合器の ($M2-M$) 個の出力端子を信号出力端子とすることを特徴とする電力増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、SCPC (Single Channel/Carrier) 信号のような多数波信号を増幅する複数の入出力端子を有するマイクロ波帯の増幅器に関するものであり、特にマルチビーム衛星通信用衛星搭載増幅器に適するものである。

【0002】

【従来の技術】 この種の従来の電力増幅器は特開昭61-78213号に示されている。この電力増幅器は図2Aに示すように、 $M1$ 個 ($M1 \leq N$, $N = 2^n$) の信号

10

20

30

40

50

入力端子 $1_1 \sim 1_{M1}$ を有する電力結合器11の N 個の信号出力端子に N 個の増幅器 $2_1 \sim 2_N$ が接続され、これら N 個の増幅器 $2_1 \sim 2_N$ の出力端子に電力結合器12の N 個の信号入力端子がそれぞれ接続され、電力結合器12は $M2$ ($M2 \leq N$) の信号出力端子を備えている。電力結合器11、12はそれぞれ、例えばハイブリッド結合器により構成され、ハイブリッド結合器13は図2Bに示すように入力端子“a”、“b”及び出力端子“a”、“b”を有するものを〔a, b〕と標記し、入力端子“a”からの入力信号を出力端子“a”と“b”とに $+90^\circ$ (または -90°) の位相差で2等分して出力し、かつ入力端子“b”からの入力信号を出力端子“a”と“b”とに -90° (または $+90^\circ$) の位相差で2等分して出力し (90° ハイブリッド)、あるいは入力端子“a”からの入力信号を出力端子“a”と“b”とに同相 (または 180° の位相差) で2等分して出力し、かつ入力端子“b”からの入力信号を出力端子“a”と“b”とに 180° の位相差 (または同相) で2等分して出力する (180° ハイブリッド)。図2Cにハイブリッド結合器13を、その結合の生じている部分に縦の実線を接続して示す。

【0003】 電力結合器11、12の接続関係の例を図3に示す。この図は図2Cに示した簡略記号を用いている。このように $N/2$ 個のハイブリッド結合器が並列に配列したものが n 段縦続的に配置される。その1段目のハイブリッド結合器の入出力端子に対しては $[2k, 2k+1]$ ($k=0, 1, \dots, 2^{n-1}-1$) つまり $[0, 1], [2, 3], [4, 5], \dots$ の番号を付し、2段目のハイブリッド結合器の入出力端子に対しては $[4k_1+K_2, 4k_1+K_2+2]$ ($k_1=0, 1, \dots, 2^{n-2}-1, K_2=0, 1$) つまり $[0, 2], [1, 3], [4, 6], \dots$ の番号を付し、1段目のハイブリッド結合器の入出力端子には $[2^i k_1+k_2, 2^i k_1+k_2+2^{i-1}]$ ($k_1=0, 1, \dots, 2^{n-i}-1, k_2=0, 1, \dots, 2^{i-1}-1$) つまり $[0, 2^{i-1}], [1, 1+2^{i-1}], [2^i, 2^i+2^{i-1}], \dots$ の番号を付し、同様に順次 n 段目のハイブリッド結合器の入出力端子に番号を付した時、任意の順序で段間のそれぞれ対応する番号の後段の入力端子と前段の出力端子とがそれぞれ接続され、初段の $N/2$ 個のハイブリッド結合器の入力端子 $0 \sim 2^{n-1}$ 及び終段の $N/2$ 個のハイブリッド結合器の出力端子がそれぞれ電力結合器の信号入力端子、信号出力端子とされる。

【0004】 電力結合器11として入力端子の数 $M1$ が出力端子の数 N より小のものもあり、この場合は $M1$ 個の入力端子に信号が入力した際に、信号が通らないハイブリッド結合器は除去されるか、または使用されない。同様に電力結合器12として出力端子の数 $M2$ が入力端子の数 N より小のものもあり、この場合は N 個の入力端

子に信号が入力した際に、信号が通らないハイブリッド結合器は除去されるか、または使用されない。

【0005】このような構成で、図2Aにおいて1つの入力端子からの信号は電力結合器11でN等分された後、このN等分された信号は増幅器2₁～2_Nでそれぞれ各別に増幅され、これら増幅出力は電力結合器12で合成されて1つの出力端子に出力される。図4に示すM₁=M₂=5、N=8で電力結合器11、12を90°ハイブリッドで構成した場合を例として、この従来の電力増幅器の動作と問題点を具体的に説明する。

【0006】SCPC信号のような多数波信号を増幅する場合には混変調歪の影響を抑える必要がある。従来の電力増幅器では、全ての信号入力端子から入力された信号は、電力結合器11により、各増幅器2a～2hに等振幅で均等に分配され、それらは、電力結合器11のハイブリッド結合器13の接続関係で決定される90°単位の位相関係となる。増幅器2a～2hの非線形特性により多数波信号の混変調歪が多数発生する。各増幅器で発生する混変調歪の位相関係は、その混変調歪を発生する入力信号の増幅器入力時の位相関係に依存するため、それは90°単位の位相関係となる。電力結合器12により、各増幅器2a～2hで増幅された多数波信号及び各増幅器2a～2hで発生した混変調歪は、電力結合器12のハイブリッド結合器13の接続関係で決定される*

$$v = b \cdot \cos(\omega_1 t + \alpha_{11}) + b \cdot \cos(\omega_2 t + \alpha_{12}) \quad (1)$$

の信号が入力される。ただし、 $b = a \cdot 2^{-3/2}$ であり、 α_{11} 、 α_{12} は電力結合器11の構成で決定される位相であり、例えば、増幅器2aでは $\alpha_{11}(j=2a) = 0^\circ$ ※

$$V = a_1 \cdot v + a_3 \cdot v^3$$

ただし、Vは出力電圧、vは入力電圧、 a_1 、 a_3 は係数である。(1)式で表わされる信号がこの増幅器2jに★

$$\begin{aligned} f_1 \text{ 成分: } & A_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \alpha_{11}) \\ f_2 \text{ 成分: } & A_1 \cdot \cos(\omega_2 t + \alpha_{12}) \\ 2f_1 - f_2 \text{ 成分: } & A_2 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\alpha_{11} - \alpha_{12})] \\ 2f_2 - f_1 \text{ 成分: } & A_2 \cdot \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + (2\alpha_{12} - \alpha_{11})] \\ \text{ただし、} & A_1 = (b \cdot a_1 + 3b \cdot a_3 / 4), A_2 = 3b \cdot a_3 / 4 \text{ である} \end{aligned}$$

【0010】各増幅器2jで増幅された基本波成分及び非線形特性により発生した三次混変調歪成分は、電力結合器12で位相合成される。各増幅器2a～2hの出力端子から電力結合器12の信号出力端子3aへの理想的な移相量を $\beta_{11}(j=2a \sim 2h)$ とすると、 $\beta_{11}(j=2a \sim 2h) = 270^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 0^\circ$ であり、また、各

$$\begin{aligned} f_1 \text{ 成分: } & \sum_j 2^{-3/2} \cdot A_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \alpha_{11} + \beta_{11}) \\ f_2 \text{ 成分: } & \sum_j 2^{-3/2} \cdot A_1 \cdot \cos(\omega_2 t + \alpha_{12} + \beta_{11}) \\ 2f_1 - f_2 \text{ 成分: } & \sum_j 2^{-3/2} \cdot A_2 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + (2\alpha_{11} - \alpha_{12}) + \beta_{11}] \\ 2f_2 - f_1 \text{ 成分: } & \sum_j 2^{-3/2} \cdot A_2 \cdot \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + (2\alpha_{12} - \alpha_{11}) + \beta_{11}] \end{aligned}$$

*位相関係で位相合成され、同相合成される関係にある信号出力端子に出力される。

【0007】混変調歪は数学的には多数波信号の積の高次成分で表わされるため、増幅器出力端における信号と混変調歪の位相関係は、各増幅器で異なる。そのため、電力結合器12による位相合成において、信号の出力される端子と混変調歪の出力される端子は必ずしも一致しない。簡単な例として、図3で周波数 f_1 （角周波数 ω_1 ）の信号が信号入力端子1aに、周波数 f_2 （角周波数 ω_2 ）の信号が信号入力端子1bに入力される場合において、各増幅器2a～2hが歪特性を含めて同一の特性を有する理想の場合について説明する。

【0008】信号入力端子1aに入力される信号電圧を $v_1 = a \cdot \cos(\omega_1 t)$ 、信号入力端子1bに入力される信号電圧を $v_2 = a \cdot \cos(\omega_2 t)$ とする。電力結合器11の信号入力端子1aから各増幅器2a～2hの入力端子への理想的な移相量を $\alpha_{11}(j=2a \sim 2h)$ とすると、 $\alpha_{11}(j=2a \sim 2h) = 0^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ であり、また、信号入力端子1bから各増幅器2a～2hの入力端子への理想的な移相量を $\alpha_{12}(j=2a \sim 2h)$ とすると、 $\alpha_{12}(j=2a \sim 2h) = 90^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 270^\circ, 0^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ であるので、各増幅器2jには、

※ $\alpha_{12}(j=2a) = 90^\circ$ である。各増幅器2jの特性を以下のように仮定する。

【0009】

(2)

★入力される場合には、出力電圧Vの基本波成分、三次混変調歪成分は、以下ようになる。

増幅器2a～2hの出力端子から信号出力端子3bへの理想的な移相量を $\beta_{21}(j=2a \sim 2h)$ とすると、 $\beta_{21}(j=2a \sim 2h) = 180^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 90^\circ$ である。信号出力端子3aに現れる基本波成分及び、三次混変調歪成分は以下ようになる。

【0011】

ただし、 Σ_j は $j = 2a \sim 2h$ について総和を意味する。

【0012】

$\alpha_{1j} + \beta_{1j}$ ($j = 2a \sim 2h$) = $270^\circ, 270^\circ, 270^\circ, 270^\circ, 270^\circ, 270^\circ, 270^\circ$

$\alpha_{12} + \beta_{1j}$ ($j = 2a \sim 2h$) = $0^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 180^\circ$

であるので、周波数 f_1 の信号は信号出力端子 3a に同相合成されて出力されるが、周波数 f_2 の信号は信号出力端子 3a では逆相合成されてるため出力されない。また、

$(2\alpha_{11} - \alpha_{12}) + \beta_{1j} = 180^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 180^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ$

$(2\alpha_{12} - \alpha_{11}) + \beta_{1j} = 90^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ, 0^\circ$

であるので、 $2f_1 - f_2$ の周波数に発生する三次混変調歪は信号出力端子 3b では逆相合成されるため現れないが、周波数 $2f_2 - f_1$ の周波数に発生する三次混変調歪は信号出力端子 3a では同相合成されて現れる。同様にして、周波数 f_2 の信号は信号出力端子 3b に出力され、 $2f_1 - f_2$ の周波数に発生する三次混変調歪は信号出力端子 3b に現れ、他の成分は信号出力端子 3b には現れないことが分かる。このように従来の電力増幅器においては、入力信号はその信号が入力される信号入力端子に対応した出力端子だけにその出力が現れる。また、異なる信号入力端子から入力された信号により増幅器で発生する三次混変調歪が現れる端子と入力信号が出力される端子とは必ずしも一致しない。

【0013】以上の説明から分かるように電力増幅器の各信号入力端子に多数波信号を分散して入力した場合には、増幅器の非線形特性により発生する多数の混変調歪は各信号出力端子に分散して現れるため、1つの信号入力端子に多数波信号を集中して入力する場合に比べて信号チャンネルに落ち込む混変調歪の数は減少する。すなわち、電力増幅器では、各信号入力端子に多数波信号を分散して入力する場合には、1つの信号入力端子に多数波信号を集中して入力する場合に比べて、1つの信号チャンネルに落ち込む混変調歪量が改善されるという特徴を有している。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】従来の電力増幅器をマルチビーム衛星通信中継器の送信電力増幅器に使用する場合には、各ビームのトラヒックに応じて、各信号入力端子への信号チャンネル数を割り当てる必要がある。従って、大都会などのトラヒックが多い地域を照射するビームには他のビームに比べて多数の信号チャンネルを割り当てる必要があり、必ずしも各信号入力端子に信号を分散して入力することができない。そのため従来の電力増幅器の特徴である、各信号入力端子に信号を分散して入

力する場合に1つの信号チャンネルに落ち込む混変調歪量が改善される効果が小さくなる場合が発生するという欠点があった。

【0015】この発明は上記のような欠点を解決するためになされたもので、特定ビームのトラヒックが常に多い場合でも、多数波信号を増幅する際に信号チャンネルに落ち込む混変調歪量が改善できる電力増幅器を提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】この発明によれば、M1個 ($M1 \leq N$, $N = 2^i$) の入力端子、M2個 ($M2 \leq N$) の出力端子、N個の増幅器を有する従来の電力増幅器に対し、1つの伝送帯域をM個 ($M < M1$) のサブ帯域に分ける分波器と、M個のサブ帯域を合成して1つの伝送帯域とする合波器とが付加され、M1個の信号入力端子の中から任意のM個を選択して上記分波器のM個の出力端子が接続され、その分波器に接続する電力増幅器のM個の入力端子に対応した電力増幅器のM個の出力端子に上記合波器のM個の入力端子が接続される。この発明における電力増幅器の信号入力端子は、合波器の入力端子と、合波器が接続されない ($M1 - M$) 個の入力端子とである。

【0017】

【作 用】この発明における電力増幅器は、分波器により多数波信号の伝送帯域を複数のサブ帯域に分け、それぞれのサブ帯域内の多数波信号を従来構成の電力増幅器の異なる信号入力端子に入力し、増幅した後に合波器により1つの伝送帯域に合成する構成である。分波器を通して従来構成の電力増幅器に入力される多数波信号は、この分波器の効果により電力増幅器の異なる信号入力端子に分散して入力されることになり、1つの信号チャンネルに落ち込む混変調歪量が改善される。従って、分波器を通る信号入力端子にトラヒックが常に多いビームを割り当てることにより、多数波信号を増幅する際に生じる混変調歪量の改善効果を従来よりも大きくすることができる。

【0018】

【実施例】図1にこの発明の実施例を示し、この実施例は $M1 = M2 = N = 8$, $M = 4$ の場合であり、図4と対応する部分に同一符号を付けてある。つまり入力側の電力結合器 11 は $M1 = 8$ 個の入力端子 4a ~ 4h を有し、また出力側の電力結合器 12 は $M2 = 8$ 個の出力端子 5a ~ 5h を有している。この実施例では入力側に分波器 14 が設けられ、信号入力端子 1c から入力された信号が $M = 4$ 個の帯域に分割され、その4つの出力端子は電力結合器 11 の入力端子 4c, 4f, 4g, 4h にそれぞれ接続され、電力結合器 11 の残りの入力端子 4a, 4b, 4d, 4e はそれぞれ信号入力端子 1a, 1b, 1d, 1e とされる。また、出力側に合波器 15 が設けられ、電力結合器 12 の出力端子 5a ~ 5h 中の分

7

波器14が接続された入力端子4c, 4f, 4g, 4hと対応する出力端子5c, 5f, 5g, 5hに合波器15の4つの入力端子が接続され、合波器15の出力は信号出力端子3cとされ、電力結合器12の他の出力端子5a, 5b, 5d, 5eはそれぞれ信号出力端子3a, 3b, 3d, 3eとされる。

【0019】多数波信号の信号チャネルに周波数の低い方から順に番号を付けて説明する。一例としてこの発明の効果が大きく現れるように、等しい周波数間隔で配置された50波の多数波信号がすべて1つの信号入力端子1cに集中して入力される場合について説明する。信号入力端子1cに入力される50波の信号は分波器14により、分波されて4つの出力端子に別々に現れる。ここでは、50波の信号のうち、1~13, 14~25, 26~38, 39~50のチャネル番号で示される信号がそれぞれ分波されて分波器14の4つの出力端子に出力されるとして説明を進める。分波器14を備えることにより、それに入力される多数波信号を従来構成の電力増幅器の異なる信号入力端子に分散して入力することができる。従って、分波器14を通る信号入力端子に信号チャネルの割り当て数が常に多いビームを割り当てれば、電力増幅器の各信号入力端子に多数波信号を分散して入力することが可能になる。

【0020】各信号入力端子から入力された信号は、電力結合器11により、等振幅かつ電力結合器11のハイブリッド結合器の接続関係で決定される90°単位の特定位相関係で各増幅器2a~2hに分配される。各増幅器2a~2hでは多数波信号を増幅するとともに、増幅器2a~2hの非線形特性により、多数波信号の混変調歪が多数発生する。電力結合器12により、各増幅器2a~2hで増幅された多数波信号および各増幅器2a~2hで発生した混変調歪は、電力結合器12のハイブリッド結合器の接続関係で決定される位相関係で位相合成され、多数波信号は信号入力端子に対応した特定の信号出力端子に出力され、多数の混変調歪は各信号出力端子に分散して現れる。

8

【0021】上記のようにして、この発明の電力増幅器の信号入力端子に入力された多数波信号により発生する混変調歪のうち3波の信号による($f_1 + f_2 - f_3$)型の三次混変調歪の各信号チャネルに落ち込む数を計算した結果を図5に示す。この型の三次混変調歪は一般に混変調歪の中で最も支配的であり、混変調歪の検討においてはこれに注目すれば十分である。比較のために図4に示す従来の電力増幅器において、上記の例と同様に信号入力端子に多数波信号を入力した場合の三次混変調歪の各信号チャネルに落ち込む数を計算した結果を図5に同時に示す。図5の結果から、信号チャネルに落ち込む三次混変調非歪数の最大値(図中に斜線を付けてある)は、この発明では従来の電力増幅器の場合に比べて約2/5となり信号チャネルに落ち込む混変調歪量が改善される効果がある。

【0022】なお、上記実施例では、分波器14で帯域を4つに分割したが、この分割数は任意に選ぶことができる。また一对の分波器、合波器を備えた場合について説明したが、複数対の分波器、合波器を備えた構成としても同様の効果が得られる。

【0023】

【発明の効果】以上述べたように、この発明によれば特定ビームのトラヒックが多く、特定の信号入力端子の入力信号数が多い場合でも、多数波信号を増幅する際に信号チャネルに落ち込む混変調歪量の改善効果を大きくできる電力増幅器が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施例を示すブロック図。

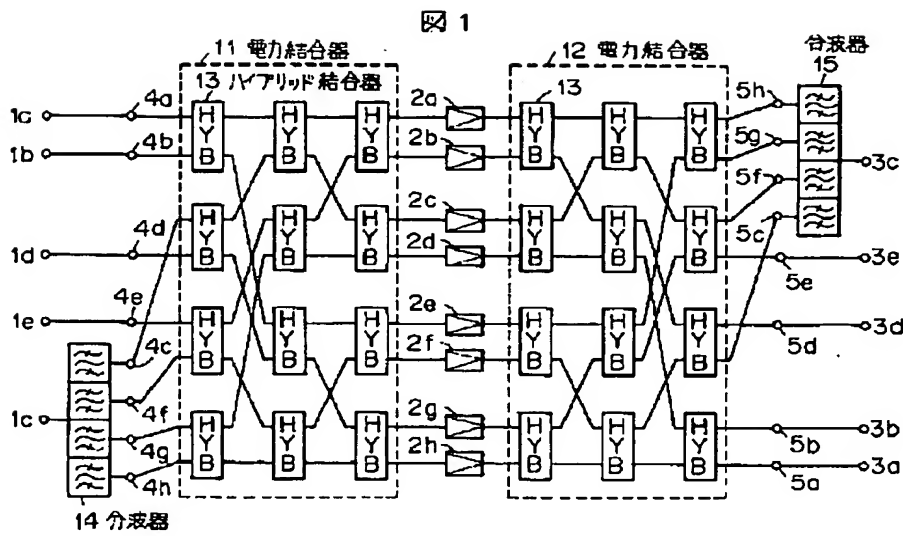
【図2】Aは従来の電力増幅器を示すブロック図、Bはハイブリッド結合器を示す図、Cは表記を示す図である。

【図3】電力結合器の一般的構成例を示す図。

【図4】従来の電力増幅器の具体例を示すブロック図。

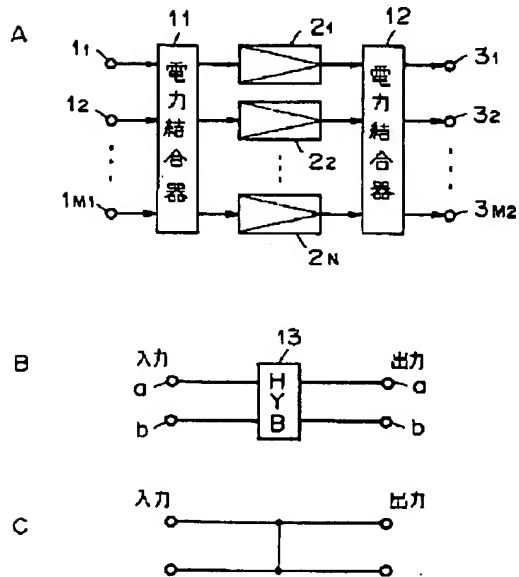
【図5】三次混変調歪が各チャネルに落ち込む数を示す図。

【図1】



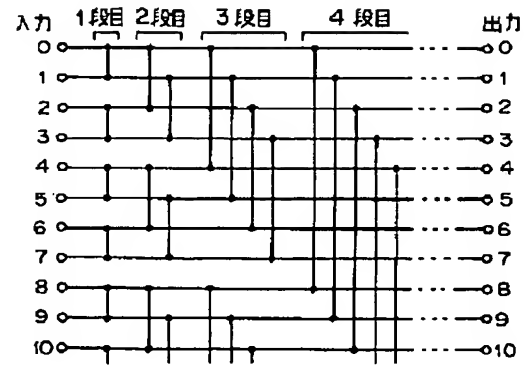
【図2】

図 2

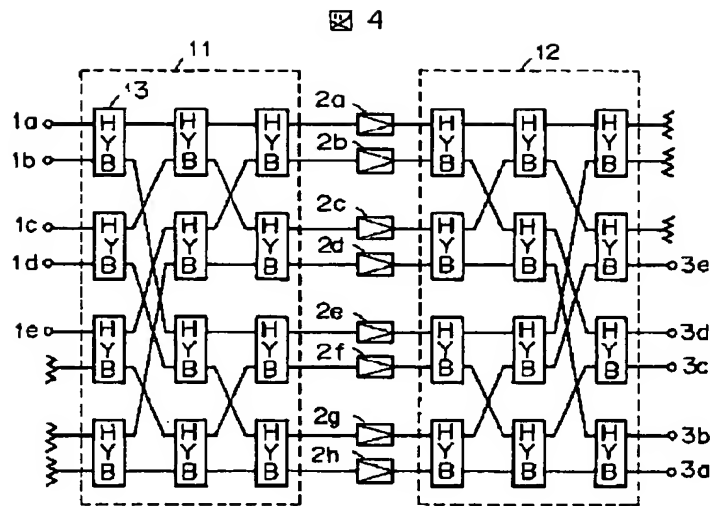


【図3】

図 3



【図4】



【図5】

図 5

チャンネル 番 号	三次遅変調歪数		チャンネル 番 号	三次遅変調歪数	
	本 発 明	従 来 技 術		本 発 明	従 来 技 術
1	240	576	26	240	876
2	279	600	27	279	875
3	310	623	28	310	873
4	335	645	29	335	870
5	352	666	30	352	866
6	363	886	31	363	861
7	366	705	32	366	855
8	363	723	33	363	848
9	352	740	34	352	840
10	335	756	35	335	831
11	310	771	36	310	821
12	279	785	37	279	810
13	240	798	38	240	798
14	245	810	39	245	785
15	280	821	40	280	771
16	308	831	41	308	756
17	329	840	42	329	740
18	343	848	43	343	723
19	350	855	44	350	705
20	350	861	45	350	686
21	343	866	46	343	666
22	329	870	47	329	645
23	308	873	48	308	623
24	280	875	49	280	600
25	245	876	50	245	576